

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-251825

(43)Date of publication of application : 17.09.1999

(51)Int.Cl.

H01Q 13/08

H01Q 5/01

H01Q 9/36

H01Q 21/24

(21)Application number : 10-051149

(71)Applicant : KENWOOD CORP

(22)Date of filing : 03.03.1998

(72)Inventor : KAWAHARA HIDEKI

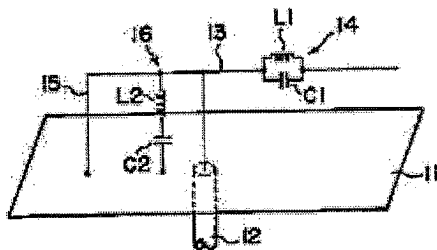
(54) MULTI-PLE FREQUENCY RESONANCE-TYPE INVERTED F-TYPE ANTENNA

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To execute optimum matching with all the used frequencies by installing a resonance circuit controlling the length of a radiator with the frequency and to install a resonance circuit which controls the distance from a feeding point to a ground point with the frequency.

SOLUTION: In a parallel resonance circuit 14, impedance becomes maximum by making it resonate at a high frequency f_H , and a radiation conductor 13 from a feeding point to this side of the parallel resonance circuit 14 operates as a radiator, when the frequency is f_H . When it is a low frequency f_L , the impedance of the parallel resonance circuit 14 is low, and a part from the feeding point to one end of the radiation conductor 13 operates as the radiator. Then, the length of the radiator can be adjusted to be optimum. At the frequency f_H , the impedance of a series resonance circuit 16 becomes low and the radiation conductor 13 is grounded to a ground board

11. At the frequency f_L , the impedance of the series resonance circuit 16 becomes large and the radiation conductor 13 is grounded to the ground board 11 via a short pin 15. Then, the distance between the feeding point and a ground point can be made optimum.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-251825

(43) 公開日 平成11年(1999) 9月17日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 1 Q 13/08

H 0 1 Q 13/08

5/01

5/01

9/36

9/36

21/24

21/24

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 4 頁)

(21) 出願番号

特願平10-51149

(22) 出願日

平成10年(1998) 3月3日

(71) 出願人 000003595

株式会社ケンウッド

東京都渋谷区道玄坂1丁目14番6号

(72) 発明者 河原 秀規

東京都渋谷区道玄坂1丁目14番6号 株式

会社ケンウッド内

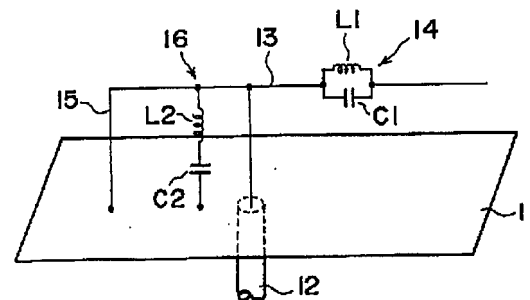
(74) 代理人 弁理士 萩原 誠

(54) 【発明の名称】 多周波共振型逆F型アンテナ

(57) 【要約】

【課題】 使用する周波数の全てで切換え制御などを必要とせずに最適な整合をとることができる多周波共振型逆F型アンテナを提供すること。

【解決手段】 放射器の長さを周波数によって制御する並列共振回路14を設けるとともに、給電点から接地点までの距離を周波数によって制御する直列共振回路16を設ける。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 放射器の長さを周波数によって制御する共振回路を設けるとともに、給電点から接地点までの距離を周波数によって制御する共振回路を設けることを特徴とする多周波共振型逆F型アンテナ。

【請求項2】 グランド板と、このグランド板に所定間隔で設けられ、両端相互間の所定位置が給電点とされた放射導体と、この放射導体の前記給電点から一端までの放射器上に設けられ、周波数により放射器の長さを制御する1つまたは複数の共振回路と、前記放射導体の他端に設けられ、この他端を前記グランド板に接地するショートピンと、前記他端と給電点との間で前記放射導体に接続され、放射導体のグランド板に対する接地点を周波数により制御する1つまたは複数の共振回路とを具備することを特徴とする請求項1記載の多周波共振型逆F型アンテナ。

【請求項3】 線状導体で放射導体およびショートピンを形成したことを特徴とする請求項2記載の多周波共振型逆F型アンテナ。

【請求項4】 樹脂板に金属をメッキまたは蒸着した平板または金属板により放射導体およびショートピンを形成したことを特徴とする請求項2記載の多周波共振型逆F型アンテナ。

【請求項5】 樹脂板に金属をメッキまたは蒸着した平板または金属板と、線状導体とを用いて放射導体およびショートピンを形成したことを特徴とする請求項2記載の多周波共振型逆F型アンテナ。

【請求項6】 共振回路は並列または直列共振回路であることを特徴とする請求項1または2記載の多周波共振型逆F型アンテナ。

【請求項7】 共振回路を構成するコンデンサおよびコイル、またはそれらのいずれか一方は、ストリップラインによって形成されることを特徴とする請求項1または2記載の多周波共振型逆F型アンテナ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、移動体通信端末などに用いられ、複数の周波数で利用可能な多周波共振型逆F型アンテナに関する。

【0002】

【従来の技術】近年、移動体通信において、異なった複数の周波数帯で同時に通信を行うことのできる小型の機器が要求されており、同時にこのような通信機器に使用される小型で内蔵可能で複数の周波数に対して切換え操作なしに同時に利用可能なアンテナが求められている。

【0003】そのようなアンテナとしては、逆F型アンテナを用いて、そのアンテナを複数の周波数に共振させる方法が良いと考えられる。そこで、従来は、特開平6-104628号公報に開示されるように、逆F型アン

テナのアンテナ部にスリットを入れ、スリットの隙間に共振回路を挿入する方法がとられている。すなわち、アンテナ部のスリットの隙間に共振回路を挿入すると、該共振回路の共振周波数に一致する周波数とその他の周波数とでアンテナの周囲長が異なることになるので、アンテナを2つの周波数に共振させることができる。図5は、この従来の多周波共振型逆F型アンテナの等価回路図であり、アンテナ部31の途中にLCからなる共振回路32が挿入される。この共振回路32に動作により、アンテナ部31の全長と共振回路32の手前までとが周波数により選択的にアンテナとして動作する。図6は、この従来の多周波共振型逆F型アンテナの電圧定在波比(VSWR)特性である。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかるに、上記のような従来の多周波共振型逆F型アンテナでは、アンテナの給電点(図5のP1点)から接地点(図5のP2点)までの距離が固定であるため、使用する周波数の全てで最適な整合をとることができないという問題点があった。さらに、異なった周波数帯(f_L , f_H)における電圧定在波比(VSWR)特性において、互いにアンテナマッチングが確実にとれていないという問題点もあった(図6に示すように例えば f_H においてはVSWR値が高くなる)。

【0005】

【課題を解決するための手段】本発明は上述の課題を解決するために、放射器の長さを周波数によって制御する共振回路を設けるとともに、給電点から接地点までの距離を周波数によって制御する共振回路を設けることを特徴とする多周波共振型逆F型アンテナとする。

【0006】

【発明の実施の形態】次に添付図面を参照して本発明による多周波共振型逆F型アンテナの実施の形態を詳細に説明する。実施の形態は、低い第1の周波数 f_L と高い第2の周波数 f_H の2つの周波数で利用できる2周波共振型逆F型アンテナである。図1は、本発明の第1の実施の形態を示す概略構成図である。この図において、11は金属板からなるグランド板で、給電線(同軸ケーブル)12の外部導体が接続される。このグランド板11上には所定間隔で平行に放射導体13が設けられる。この放射導体13は金属などの線状導体からなり、両端相互間の所定位置には前記給電線12の中心導体が接続され、その所定位置が給電点となっている。

【0007】この給電点から放射導体13の一端までの放射器部分の長さは、低い第1の周波数 f_L の $\lambda/4$ (ただし、 λ は波長)の長さ一致している。また、給電点から高い第2の周波数 f_H の $\lambda/4$ 離れた放射器部分には、並列共振回路14が挿入される。この並列共振回路14は、コイルL1とコンデンサC1の並列接続からなり、高い第2の周波数 f_H に共振周波数が一致して

いる。

【0008】放射導体13の他端は、この放射導体13と同様な線状導体からなるショートピン15でグラウンド板11に接地される。さらに、この他端と前記給電点との間において放射導体13の所定位置には直列共振回路16が接続される。この直列共振回路16はコイルL2とコンデンサC2の直列回路からなり、共振周波数は高い第2の周波数 f_H に一致している。そして、この直列共振回路16は、一端が前記放射導体13に接続される一方、他端が前記グラウンド板11に接続される。

【0009】このように構成された逆F型アンテナの動作を説明する。図2は、直列および並列共振回路のインピーダンス特性である。直列共振回路は共振周波数 f_0 でインピーダンスが最小となり、並列共振回路は共振周波数 f_0 でインピーダンスが最大となる。

【0010】図1において、並列共振回路14は2つの周波数のうち高い第2の周波数 f_H に共振しているため、この高い第2の周波数 f_H でインピーダンスが最大になる。したがって、高い第2の周波数 f_H のときは、給電点から並列共振回路14の手前までの放射導体13が放射器として働き、この部分の長さが高い第2の周波数 f_H の $\lambda/4$ であるので、放射器の長さは最適に調整される。一方、低い第1の周波数 f_L のときは、並列共振回路14のインピーダンスが低く、並列共振回路14の存在が無視されるため、給電点から放射導体13の一端までが放射器として働き、この部分の長さが低い第1の周波数 f_L の $\lambda/4$ であるので、放射器の長さはやはり最適に調整される。

【0011】放射導体13の給電点から見たインピーダンスは、放射導体13の給電点から接地点までの距離に大きく関係しているため、周波数に応じてこの距離を最適化する必要がある。ショートピンが放射導体13の他端に1つの場合は、1周波数に対してのみ整合がとれる。2周波共振の場合、ショートピン1本ではどちらか一方の周波数とは整合がとれない。図1の逆F型アンテナでは、放射導体13の他端と給電点との間で放射導体13に直列共振回路16が接続され、高い第2の周波数 f_H においてはこの直列共振回路16のインピーダンスが低くなって、この直列共振回路16を接続した位置において放射導体13がグラウンド板11に接地されるので、高い第2の周波数 f_H において給電点-接地点間距離が最適化される。また、低い第1の周波数 f_L においては、直列共振回路16のインピーダンスが大きく、この直列共振回路16が無視され、放射導体13は他端でショートピン15を介してグラウンド板11に接地されるようになり、やはり給電点-接地点間距離は最適化される。

【0012】そして、上記のようにして放射器の長さと給電点-接地点間距離が第1と第2の周波数 f_L 、 f_H の両方において最適化されるので、図1の逆F型アンテナ

ナにおいては、第1と第2の周波数 f_L 、 f_H の両方において図3に示すように電圧定在波比(VSWR)が低下し、第1と第2の周波数 f_L 、 f_H の両方において整合を良好にとることができる。

【0013】なお、給電点-接地点間距離を周波数によって制御しようとする場合、位置の異なる複数のショートピンを設けて、これをスイッチング回路などで切換え使用することが考えられるが、この方法は面倒な切換え制御回路が必要となる。これに対して、図1の共振回路を用いる方法によれば、能動的な切換え制御は不要で、構成が極めて簡単になり、移動体通信端末のような小型の機器には最適な方法である。

【0014】図4は本発明の第2の実施の形態を示す。この第2の実施の形態では、放射導体13とショートピン15を金属板21で形成する。さらに、この金属板21上に放射器長さ調整用の並列共振回路14をストリップラインで形成する。すなわち、金属板21の一部に、パターン幅が狭く、パターン長さが長い部分(図4のL部)を形成することにより、この部分がコイルとして働く。また、図4のC部のように、金属板21の一部と一部とを狭いギャップを挟んで対向させることにより、この部分に容量結合が発生して、この部分がコンデンサとして働く。このようにしてコンデンサとコイルを形成することにより、金属板21(放射導体13)上に放射器の長さ調整用の並列共振回路14を形成することができる。図4において、その他の点は図1の第1の実施の形態と同様であり、この逆F型アンテナは図1の逆F型アンテナと同様に動作する。

【0015】なお、図4の第2の実施の形態では、放射導体13とショートピン15を金属板21で形成したが、金属板に代えて、樹脂板に金属をメッキまたは蒸着した平板を用いることもできる。さらに、樹脂板に金属をメッキまたは蒸着した平板または金属板と、線状導体とを選択的に用いて放射導体とショートピンを形成することもできる。さらに、共振周波数の決め方によっては並列共振回路を直列共振回路に、また直列共振回路を並列共振回路に変更して同様に動作させることができる。また、上記実施の形態は2周波数に共振するものであるが、共振回路を追加して3周波数以上に共振させることもできる。

【0016】

【発明の効果】以上詳細に説明したように本発明の多周波共振型逆F型アンテナによれば、使用する周波数の全てで切換え制御などを必要とせず最適に整合をとることができ、全ての周波数において損失の少ない効率の良い電波の輻射が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による多周波共振型逆F型アンテナの第1の実施の形態を示す概略的構成図。

【図2】直列および並列共振回路のインピーダンス特性

図。

【図3】第1の実施の形態による電圧定在波比特性図。

【図4】本発明の第2の実施の形態を示す概略的構成

図。

【図5】従来の多周波共振型逆F型アンテナの等価回路

図。

【図6】従来の多周波共振型逆F型アンテナの電圧定在波比特性図。

【符号の説明】

11 グランド板

12 給電線

13 放射導体

14 並列共振回路

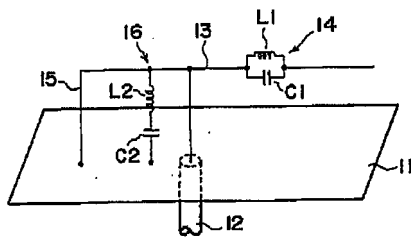
15 ショートピン

16 直列共振回路

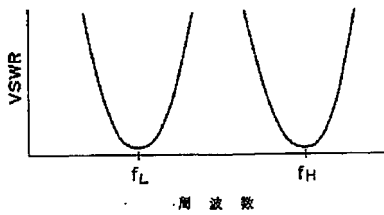
C1, C2 コンデンサ

L1, L2 コイル

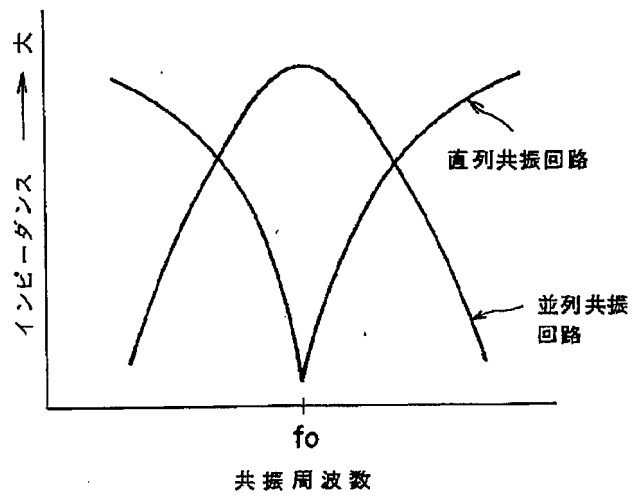
【図1】



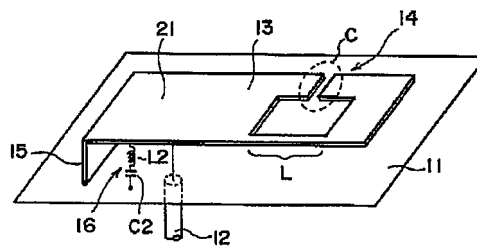
【図3】



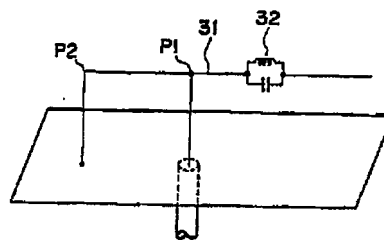
【図2】



【図4】



【図5】



【図6】

